

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-247228

(43)公開日 平成9年(1997)9月19日

(51)Int.Cl.⁶

H 04 L 27/227

識別記号

庁内整理番号

F I

H 04 L 27/22

技術表示箇所

B

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 20 頁)

(21)出願番号 特願平8-45232

(22)出願日 平成8年(1996)3月1日

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号

(72)発明者 小野 光洋

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
富士通株式会社内

(74)代理人 弁理士 真田 有

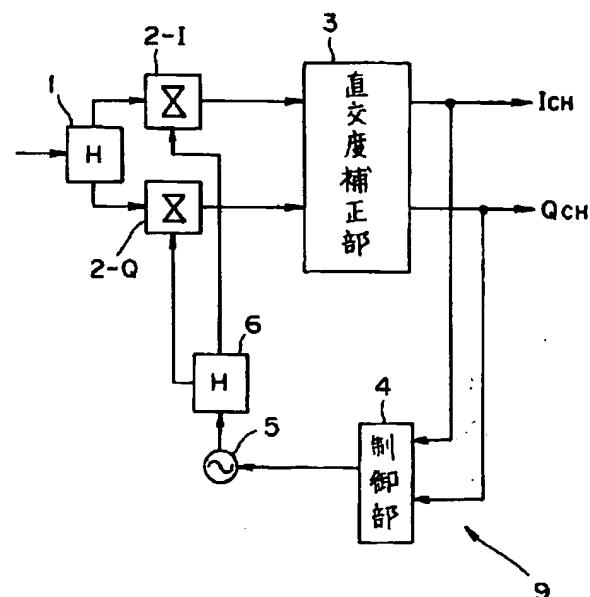
(54)【発明の名称】 直交復調装置

(57)【要約】

【課題】 無線装置に用いて好適な直交復調装置に関し、直交度のずれを直交復調後のデータから補正することにより、直交度を最適に保持することができるようとする。

【解決手段】 復調出力情報をフィードバックすることにより得られた再生搬送波信号を用いて周波数変換を施し、相互に直交する2つの直交復調信号を得ることにより復調処理を施す直交復調装置において、上記2つの直交復調信号について、これらの直交復調信号が理論直交軸上に位置するような補正演算を施す直交度補正部3を設けるように構成する。

第1の発明の原理ブロック図



BEST AVAILABLE COPY

【特許請求の範囲】

【請求項1】 復調出力情報をフィードバックすることにより得られた再生搬送波信号を用いて周波数変換を施し、相互に直交する2つの直交復調信号を得ることにより、同期検波方式で復調処理を施す、直交復調装置において、

上記2つの直交復調信号について、これらの直交復調信号が理論直交軸上に位置するような補正演算を施す直交度補正部が設けられたことを特徴とする、直交復調装置。

【請求項2】 再生搬送波信号を用いて周波数変換を施し、相互に直交する2つの直交復調信号を得るとともに、上記2つの直交復調信号に位相回転制御を施すことにより、準同期検波方式で復調処理を施す、直交復調装置において、

上記2つの直交復調信号について、これらの直交復調信号が理論直交軸上に位置するような補正演算を施す直交度補正部が設けられたことを特徴とする、直交復調装置。

【請求項3】 上記2つの直交復調信号に位相回転制御を施す位相回転制御部が、該直交度補正部を兼用していることを特徴とする、請求項2記載の直交復調装置。

【請求項4】 該再生搬送波信号に起因する直交度のずれが該理論直交軸に対して正側にずれている場合と、該直交度のずれが該理論直交軸に対して負側にずれている場合とで、該補正演算を変更するように、該直交度補正部が構成されていることを特徴とする、請求項1又は請求項2に記載の直交復調装置。

【請求項5】 該再生搬送波信号の周波数に応じて該補正演算を変更するように、該直交度補正部が構成されていることを特徴とする、請求項1又は請求項2に記載の直交復調装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】(目次)

発明の属する技術分野

従来の技術(図12～図14)

発明が解決しようとする課題

課題を解決するための手段(図1, 図2)

発明の実施の形態(図3～図11)

発明の効果

【0002】

【発明の属する技術分野】本発明は、無線装置に用いて好適な直交復調装置に関する。

【0003】

【従来の技術】図14は、一般的な無線通信システムの構成を示すブロック図で、この図14に示す無線通信システム114は、アンテナ101に接続された送信側無線装置103とアンテナ102に接続された受信側無線装置104とが、無線回線113を介して接続されることにより構成されている。

【0004】ここで、送信側無線装置103は、変調部105、周波数変換器としてのアップコンバータ(U/C)106、送信フィルタ107(TF)及び高出力増幅器(HPA)108をそなえて構成される一方、受信側無線装置104は、低雑音増幅器(LNA)109、受信フィルタ(RF)110、周波数変換器としてのダウンコンバータ(D/C)111及び復調器112をそなえて構成されている。

【0005】なお、アップコンバータ106はミキサ回路(検波回路)106Aと局部発振器106Bとで構成され、ダウンコンバータ111はミキサ回路(検波回路)111Aと局部発振器111Bとで構成されている。このような構成により、上述の図14に示す無線通信システム114では、送信側無線装置103から受信側無線装置104に対して信号を送信するに際しては、変調部105では、送信信号(BB信号:ベースバンド信号)をIF信号(中間周波信号)に変調し、この変調部105で変調されたIF信号をアップコンバータ106でLO信号(ローカル信号;局部発振器出力)を用いてRF信号(ラジオ周波数信号)に周波数変換する。統いて、送信フィルタ107でスペクトルを所要帯域に制限し、更に高出力増幅器108で増幅したのち、アンテナ101から電波として送信される。

【0006】一方、受信側無線装置104において、低雑音増幅器109では、アンテナ102で受信した信号を増幅し、受信フィルタ110では、この低雑音増幅器109にて低雑音増幅されたRF信号について不要信号や雑音を除き、更にダウンコンバータ111でLO信号を用いてIF信号に周波数変換した後に、復調器112で復調するようになっている。

【0007】なお、近年においては、図14に示す送信側無線装置103のように、BB信号をIF信号へ周波数変換して変調したのちに、RF信号に変換することは行なわず、信号変調の際に直接BB信号からRF信号へ周波数変換するような、いわゆる直接変調を行なう無線装置が提案されている。同様に受信側無線装置104においても、信号復調の際に直接RF信号からBB信号へ周波数変換するような、いわゆる直接復調を行なう無線装置が提案されている。

【0008】ところで、上述の無線通信システム114における変調方式としては、例えば、4相位相変調方式(QPSK: Quadriphase Phase Shift Keying)を用いることができる。この場合においては、復調側では、再生搬送波信号の生成手法により同期検波復調方式又は準同期検波復調方式の2種類の態様がある。また、上述のQPSK復調装置による直交復調度の精度を確保するためには、I成分とQ成分の搬送波の直交度を90°に保持することが必要である。

【0009】しかし、実際にはI成分とQ成分の搬送波の直交度にはずれがあるため、上述の同期検波方式又は

準同期検波方式のQPSK復調装置においては、例えば移相器を用いることにより、I成分とQ成分の搬送波の直交度を補正することが考えられる。図12、図13は、上述の一般的なQPSK復調装置の構成を示すブロック図であって、図12は同期検波復調方式による直交復調回路を示すブロック図であり、図13は準同期検波復調方式による直交復調回路を示すブロック図である。

【0010】まず、図12に示す直交復調回路（同期検波復調回路）は、ミキサ（検波回路）11、周波数シンセサイザ12、バンドパスフィルタ13、可変利得増幅器（AGC:Automatic Gain Control）14、ハイブリッド（H）15、ミキサ（検波回路）16-I、16-Q、ローパスフィルタ17-I、17-Q、アナログ/デジタル変換器（A/D変換器）18-I、18-Q、例えばトランスパーサル等化器等からなる等化器20、制御部（CONT）21、ローパスフィルタ22、23、搬送波再生回路（CR）としての電圧制御発振器（VCO）24、90°ハイブリッド（H）25、移相器30をそなえている。

【0011】なお、上述の等化器20と制御部21はLSI化されている（符号31参照）。ところで、VCO24は、制御部21からの復調出力情報に基づいて、入力直交変調信号（以下、単に入力信号ということがある）に同期した周波数の信号を発振するものである。

【0012】また、90°ハイブリッド25は、VCO24からの再生搬送波信号に90°位相差をもたせ、互いに90°の位相差を有する再生搬送波信号をそれぞれの検波回路16-I、16-Qに出力するようになっている。なお、移相器30は、上述の90°ハイブリッド25と検波回路16-Qの間に介装され、90°ハイブリッド25からの再生搬送波信号の直交度の補正を行うものであり、例えばコンデンサ等により構成されている。

【0013】さらに、制御部21は、復調データI_{CH}、Q_{CH}からVCO24に対する周波数制御用の信号を作成し、制御電圧としてVCO24に供給するものである。これにより、VCO24において、制御部21からの制御電圧に基づいて、その発振周波数を変化させることにより、入力直交変調信号の周波数に同期するように制御することができる。

【0014】また、制御部21は、復調データI_{CH}、Q_{CH}からAGC用の制御信号を作成し、可変利得増幅器14に供給することにより、復調信号振幅を自動的に制御するベースバンド自動ゲイン制御（ベースバンドAGC）を行なうものである。なお、ローパスフィルタ22は、上述の制御部21からの周波数制御用の信号を平滑化するもので、ローパスフィルタ23は、制御部21からの周波数制御用信号を平滑化するものである。

【0015】このような構成により、図12に示す同期検波復調回路では、検波回路11へ入力された受信信号

としてのQPSK信号について、周波数シンセサイザ12から入力される周波数データ（fデータ）によりIF帯に周波数変換される。周波数変換された受信信号は、バンドパスフィルタ13で帯域制限されて、可変利得増幅器14で信号振幅の自動ゲイン制御（AGC）が行なわれる。

【0016】また、この可変利得増幅器14からの信号は、ハイブリッド15で2分岐されて、それぞれ検波回路16-I、16-Qに入力される。その後、検波回路16-I、16-Qでは、それぞれ90°ハイブリッド25、移相器30からの直交度の補正された再生搬送波信号に基づき、入力信号が直交検波されて、Iチャネル、Qチャネルの復調データを発生する。

【0017】さらに、IチャネルとQチャネルの復調データは、それぞれローパスフィルタ17-I、17-Qでノイズ等が除去されたのち、A/D変換器18-I、18-Qにおいてデジタル信号に変換される。さらに、デジタル信号に変換されたIデータ、Qデータは、等化器20において、所要の振幅等化処理が施され、復調データI_{CH}、Q_{CH}として出力される。

【0018】次に、図13に示す直交復調回路は、図12の同期検波復調回路における搬送波再生回路をもつ電圧制御発振器（VCO）24を省略して、固定周波数発振器と位相回転回路及びデジタル可変周波数発振器とを付加することにより、準同期検波方式で復調処理を施すものである。ここで、19'は位相回転部、26はローパスフィルタ、27はデジタル可変周波数発振器（DVCO）、28は固定周波数発振器（OSC）である。なお、図13中、図12におけるものと同一の符号30は同様の部分を示している。

【0019】また、位相回転部19'、等化器20、制御部21、ローパスフィルタ26及びDVCO27はLSI化されている（符号33参照）。ところで、OSC28は、入力直交変調信号の搬送波角周波数に近い周波数の信号を発振するもので、90°ハイブリッド25において、OSC28からの再生搬送波信号に90°位相差をもたせ、互いに90°の位相差を有する再生搬送波信号をそれぞれの検波回路16-I、16-Qに出力するようになっている。

【0020】なお、移相器30は、前述の図12におけるものと同様に、90°ハイブリッド25と検波回路16-Qとの間に介装され、90°ハイブリッド25からの再生搬送波信号の直交度の補正を行なうものである。また、DVCO27は、入力信号の周波数とOSC28から発振する再生搬送波信号の周波数に依存する位相のずれにより、後述の位相回転部19'は位相角に対応する補正データを算出し、位相回転部19'へ出力するもので、位相回転部19'において入力信号との演算処理に用いられるようになっている。

【0021】さらに、制御部21は、復調データI_{CH}、

Q_{CH}から、A G C用の制御信号を作成し、可変利得増幅器14に供給するもので、これにより、復調信号振幅を制御するベースバンドA G Cを行なうことができるようになっている。また、制御部21は、等化器20からの復調データ出力I_{CH}, Q_{CH}を受けて、D V C O 27を制御するための信号を出力するもので、この出力はローパスフィルタ26を介してD V C O 27へ出力されるようになっている。

【0022】さらに、位相回転部19'は、2つの入力される直交変調信号の位相回転を補正するもので、入力信号の周波数とO S C 28から発振する再生搬送波信号の周波数に依存する位相のずれを、D V C O 27により出力される補正データを用いて、入力信号の周波数とO S C 28から発振する信号の周波数とを同期することができるようになっている。

【0023】なお、ローパスフィルタ22は、上述の制御部21からの周波数制御用の信号を平滑化するものである。このような構成により、図13に示す準同期検波復調回路では、検波回路11へ入力された受信信号としてのQ P S K信号について、周波数シンセサイザ12から入力される周波数データ(fデータ)によりI F帯に周波数変換される。周波数変換された受信信号は、バンドパスフィルタ13で帯域制限されて、可変利得増幅器14で信号振幅のA G C処理が施される。

【0024】また、この可変利得増幅器14からの信号は、ハイブリッド15で2分岐されて、それぞれ、検波回路16-I, 16-Qに入力される。その後、検波回路16-I, 16-Qでは、それぞれ90°ハイブリッド25、移相器30からの直交度の補正された再生搬送波信号に基づき、入力信号が直交検波されて、Iチャネル, Qチャネルの復調データを発生する。

【0025】さらに、IチャネルとQチャネルの復調データは、それぞれローパスフィルタ17-I, 17-Qで、ノイズ等が除去されたのち、A/D変換器18-I, 18-Qにおいてデジタル信号に変換される。さらに、位相回転部19'では、後段の等化器20からの信号に基づいて、検波回路16-I, 16-Qにおける入力周波数と基準ローカル信号としての再生搬送波信号とが同期するように位相回転が施される。その後、等化器20において所要の振幅等化処理が施され、復調データI_{CH}, Q_{CH}として出力される。

【0026】ところで、従来のQ P S K復調装置においては、周波数変換機能、自動利得制御機能(可変増幅器)、直交復調機能、A F C (automatic frequency control)機能(V C O : 電圧制御発振器)などのアナログ信号を処理する部分は、ディスクリート回路(個々の集積回路を結線して作った回路)で構成されていたが、近年のQ P S K復調装置においては、半導体技術等の進歩により、上記アナログ信号を処理する部分はモジュール化することが行なわれている。

【0027】即ち、例えば前述の図中12に示す直交復調回路では、検波回路11、周波数シンセサイザ12、バンドパスフィルタ13、可変利得増幅器14、ハイブリッド15、検波回路16-I, 16-Q, V C O 24, 90°ハイブリッド25及び移相器30は、アナログ信号を処理するモジュール化されたアナログ部32として構成することができる。

【0028】同様に、図中13に示す直交復調回路では、ミキサ(検波回路)11、周波数シンセサイザ12、バンドパスフィルタ13、可変利得増幅器(A G C : Automatic Gain Control)14、ハイブリッド(H)15、ミキサ(検波回路)16-I, 16-Q、固定周波数発振器(O S C)28, 90°ハイブリッド(H)25及び移相器30は、アナログ信号を処理するモジュール化されたアナログ部34として構成することができる。

【0029】一方、前述した復調部の直交度補正手法の他に、特開昭58-033305号公報にて開示された技術においては、直交検波器の一方の出力に重み付けを行ない他方の出力に所定の重み付けの値を加算することで直交度補正を行なう機能をもつ直交検波回路が提案され、特開平2-058951号公報にて開示された技術においては、直交検波器のI/Qチャネルのゲイン不平衡、オフセット量及び直交度のずれを検出し補正する機能をもつ位相検波装置が提案され、特開平2-146844号公報にて開示された技術においては、位相平面上において一方の基準軸に投影される信号点の信号値から直交位相誤差を検出し、その誤差を常に0とするよう制御する機能をもつ直交位相誤差検出回路が提案されている。

【0030】また、特開平6-085864号公報に開示された技術においては、直交検波した信号について準同期用の位相逆回転を行なった信号から直交度補正信号を作成しその信号を直交検波器のI/Q搬送波信号のうちの一方の搬送波を可変容量コンデンサにより位相補正する方式をもつ準同期検波復調部が提案され、特開平7-212427号公報に開示された技術においては、直交検波器内の90°ハイブリッドで分配された2つの信号から直交度のずれを検出し補正する方式である直交振幅変調器及び直交振幅復調器の直交度補正装置が提案されている。

【0031】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上述の図12、図13に示すアナログ部32, 34のようにモジュール化されたものにおいては、移相器30は、再生搬送波信号の位相を固定的に移相するもので、I成分、Q成分の搬送波の直交度を90°に保持するために、最適に搬送波を調整することができないという課題がある。さらに、これらのアナログ部32, 34がモジュール化されていない場合においても、特に図12に示す同期

検波復調方式の場合のように、搬送波周波数を変える場合には、前述の移相器30による位相補正を効果的に行なうことができず、直交度がずれてしまうという課題もある。

【0032】また、特開昭58-033305号公報にて開示された技術では、データの位置する象限や、理論直交軸に対するずれの向きに関わらず、直交検波器の出力に一律に重み付けを行なっているので、特に理論直行軸に対するずれの向きによっては、直交度の補正精度が低下することが考えられる。さらに、特開平2-058951号公報にて開示された技術では、変調信号を切り替える回路を必要とするため、回路構成が複雑になるという課題がある。

【0033】また、特開平2-146844号公報にて開示された技術では、直交補正後のI軸上の振幅をある一定の条件にしなければ直交復調信号と再生搬送波信号との位相差が検出できず、復調後のデータ位置によっては、上述の位相差の検出精度が低下することが考えられる。さらに、特開平6-085864号公報にて開示された技術では、準同期用の位相回転を行なった信号に基づいて、IFのローカル信号の直交度を補正しているので、上述の如くアナログ部をモジュール化した場合には最適な位相補正を行なうことができない。

【0034】また、特開平7-212427号公報にて開示された技術においても、IFのローカル信号の直交度を補正しているので、上述の場合と同様、アナログ部がモジュール化されている場合には、最適な位相補正を行なうことができない。本発明は、このような課題に鑑み創案されたもので、直交度のずれを直交復調後のデータから補正することにより、直交度を最適に保持することができるようとした、直交復調装置を提供することを目的とする。

【0035】

【課題を解決するための手段】図1は本発明の原理ブロック図で、この図1において、9は直交復調装置であり、この直交復調装置9は、復調出力情報(I_{CH}, Q_{CH})をフィードバックすることにより得られた再生搬送波信号を用いて周波数変換を施し、相互に直交する2つの直交復調信号を得ることにより、同期検波方式で復調処理を施すものである。

【0036】また、この図1に示す直交復調装置9は、ハイブリッド(H)1, ミキサ(検波回路)2-I, 2-Q, 直交度補正部3, 制御部4, 電圧制御発振器(VCO)5, 90°ハイブリッド(H)6をそなえて構成されている。ここで、ハイブリッド1は入力された受信信号としてのQPSK波信号を2分岐するもので、検波回路2-I, 2-Qは、90°ハイブリッド6からの再生搬送波信号に基づき、入力信号を直交検波するものであり、直交度補正部3は、直交復調信号が理論直交軸上に位置するような補正演算を施すものである。

【0037】ここで、理論直交軸とは、I成分, Q成分のそれぞれの信号が相互に直交するとともに、それぞれの信号成分の値を正確に読み取ることができるような軸のことをいう。また、VCO5は、入力信号に同期した周波数信号(再生搬送波信号)を再生し90°ハイブリッド6へ出力する搬送波再生回路(CR)を構成するものである。90°ハイブリッド6は、VCO5より出力された再生搬送波信号に90°位相差をもたせるものであり、互いに90°の位相差を有する再生搬送波信号を、それぞれの検波回路2-I, 2-Qに出力するようになっている。

【0038】さらに、制御部4は、復調出力情報(I_{CH}, Q_{CH})からVCO5に対する周波数制御用の信号を作成し、制御電圧としてVCO5に供給するものである。これにより、図1に示す同期検波方式の直交復調装置9では、受信信号としてのQPSK波信号をハイブリッド1で2分岐し、それぞれ検波回路2-I, 2-Qに入力する。検波回路2-I, 2-Qでは、90°ハイブリッド6からの再生搬送波信号に基づき、入力信号を直交検波し、直交度補正部3で、直交復調信号が理論直交軸上に位置するような補正演算を施し、Iチャネル, Qチャネルの復調データを発生する(請求項1)。

【0039】図2は本発明の原理ブロック図で、この図2において、10は直交復調装置であり、この直交復調装置10は、再生搬送波信号を用いて周波数変換を施し、相互に直交する2つの直交復調信号を得るとともに、上記2つの直交復調信号に位相回転制御を施すことにより、準同期検波方式で復調処理を施すものである。また、この図2に示す直交復調装置10は、ハイブリッド(H)1, ミキサ(検波回路)2-I, 2-Q, 直交度補正部3, 制御部4, 90°ハイブリッド(H)6, 位相回転制御部7, 固定周波数発振器(OSC)8をそなえて構成されている。

【0040】ここで、ハイブリッド1は入力された受信信号としてのQPSK波信号を2分岐するもので、検波回路2-I, 2-Qは、90°ハイブリッド6からの再生搬送波信号に基づき、入力信号を直交検波するものであり、直交度補正部3は、直交復調信号が理論直交軸上に位置するような補正演算を施すものである。また、位相回転制御部7は、2つの入力される直交変調信号の位相回転を補正するもので、OSC8は、入力直交変調信号の搬送波角周波数に近い周波数信号(再生搬送波信号)を発振するもので、90°ハイブリッド6は、OSC8で出力された再生搬送波信号に90°位相差をもたせるものであり、互いに90°の位相差を有する再生搬送波信号を、それぞれの検波回路2-I, 2-Qに出力するようになっている。

【0041】さらに、制御部4は、復調出力情報(I_{CH}, Q_{CH})から周波数制御用の信号を作成し、位相回転制御部7における位相各θに対応するように制御信

号を出力するようになっている。これにより、図2に示す準同期検波方式の直交復調装置10では、受信信号としてのQPSK波信号をハイブリッド1で2分岐し、それぞれ検波回路2-I, 2-Qに入力する。検波回路2-I, 2-Qでは、OSC8, 90°ハイブリッド6からの再生搬送波信号に基づき、入力信号を直交検波し、直交度補正部3で、直交復調信号が理論直交軸上に位置するような補正演算を施し、位相回転制御部7では、直交復調信号に位相回転を施し、Iチャネル, Qチャネルの復調データを発生する(請求項2)。

【0042】また、この場合においては、直交復調装置10は、上記2つの直交復調信号に位相回転制御を施す位相回転制御部7が、直交度補正部3を兼用することもできる(請求項3)。なお、上述の図1又は図2に示す直交復調装置においては、再生搬送波信号に起因する直交度のずれが理論直交軸に対して正側にずれている場合と、直交度のずれが理論直交軸に対して負側にずれている場合とで、補正演算を変更するように直交度補正部3を構成することもできるほか(請求項4)、また、再生搬送波信号の周波数に応じて補正演算を変更するように直交度補正部3を構成することもできる(請求項5)。

【0043】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施の形態を説明する。

(a) 第1実施形態の説明

図3は本発明の第1実施形態にかかる直交復調装置を示すブロック図で、本実施形態にかかる直交復調装置は、前述の図14に示す無線通信システム114における復調部112に適用され、復調出力情報(フィードバックすることにより得られた再生搬送波信号)を用いて周波数変換を施し、相互に直交する2つの直交復調信号を得ることにより、同期検波方式で復調処理を施すものである。

【0044】ここで、この図3に示す直交復調装置は、ミキサ(検波回路)11、周波数シンセサイザ12、バンドパスフィルタ13、可変利得増幅器(AGC)14、ハイブリッド(H)15、ミキサ(検波回路)16-I, 16-Q、ローパスフィルタ17-I, 17-Q、アナログ/デジタル変換器(A/D変換器)18-I, 18-Q、直交度補正回路19、等化器20、制御部(CONT)21、ローパスフィルタ22、23、電圧制御発振器(VCO)24及び90°ハイブリッド(H)25をそなえて構成されている。

【0045】また、検波回路11は、入力されたQPSK信号を周波数シンセサイザ12からの周波数データ(fデータ)により周波数変換するもので、検波回路11と周波数シンセサイザ12とでダウンコンバーターを構成している。さらに、バンドパスフィルタ13は、検波回路11からの信号について帯域制限するもので、可変利得増幅器14は、バンドパスフィルタ13で帯域制

限された信号振幅について自動ゲイン制御(AGC: Automatic Gain Control)を施すもので、ハイブリッド15は可変利得増幅器14でAGC処理の施されたIF信号(中間周波信号)を2つに分岐するものであり、分岐した2つの信号は、それぞれ、検波回路16-I, 16-Qに出力されるようになっている。

【0046】また、VCO24は、搬送波再生回路(CR)を構成し、入力信号に同期した周波数信号(再生搬送波信号)を再生し、90°ハイブリッド25へ出力するものである。また、90°ハイブリッド25は、VCO24で発振された再生搬送波信号を90°位相差をもたせた2つの再生搬送波信号に分岐するものであり、分岐された再生搬送波信号は、それぞれ、検波回路16-I, 16-Qに出力されるようになっている。

【0047】さらに、検波回路16-Iは、ハイブリッド15からのIF信号について、90°ハイブリッド25からの再生搬送波信号に基づいて直交検波し、直交復調信号としてのIデータを生成するもので、検波回路16-Qは、ハイブリッド15からのIF信号について、90°ハイブリッド25からの再生搬送波信号に基づいて直交検波し、直交復調信号としてのQデータを生成するものである。

【0048】また、ローパスフィルタ17-I, 17-Qは、それぞれ、検波回路16-I, 16-Qからの直交復調信号としてのIデータ、Qデータのノイズ等を除去するものである。さらに、A/D変換器18-I, 18-Qは、それぞれ、ローパスフィルタ17-I, 17-Qでローパスフィルタ処理を施されたIデータ、Qデータとしての2つのアナログ信号をデジタル信号に変換するようになっている。

【0049】また、直交度補正回路19は、A/D変換器18-I, 18-Qから入力された2つのデジタル信号の直交復調信号について、これらの直交復調信号が理論直交軸上に位置するような補正演算を施す直交度補正部としての機能を有するものである。さらに、等化器20は、直交度補正回路19で直交度のずれが補正された信号を所要の振幅に等化するものであり、復調データI_{CH}, Q_{CH}を生じるものである。

【0050】また、制御部21は、等化器20からの復調出力情報(I_{CH}, Q_{CH})に基づいて、可変利得増幅器14をAGC制御するほか、VCO24から出力される再生搬送波信号を入力信号の周波数に同期するように制御するものである。なお、上述の等化器20と制御部21とにより、LSI化されている(符号31参照)。さらに、ローパスフィルタ22は、可変利得増幅器14をAGC制御するための制御信号のノイズ等を除去するもので、ローパスフィルタ23は、VCO24における発振周波数を制御するための制御信号のノイズ等を除去するものである。

【0051】ところで、上述の直交度補正回路19は、

詳細には図4のブロック図に示すようなハードウェア構成を有している。ここで、この図4に示す直交度補正回路19は、直交度補正前のデジタル信号を I_{CH} , Q_{CH} 、直交度補正後のデジタル信号を I'_{CH} , Q'_{CH} 、再生搬送波信号の周波数に依存する直交度のずれを θ とすると、再生搬送波信号に起因する直交度のずれに応じて、例えば式(1)又は式(2)に示すような一次変換式と

$$\begin{bmatrix} I' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta/2) / \cos \theta \\ -\sin(\theta/2) / \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix}$$

等価の演算を行なうことにより、理論直交軸上に座標変換するものである。

【0052】なお、上述の I_{CH} , Q_{CH} は、以下の式中においては I , Q と記載し、 I'_{CH} , Q'_{CH} は、以下の式中においては I' , Q' と記載している。

【0053】

【数1】

$$\begin{bmatrix} I' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta/2) / \cos \theta \\ -\sin(\theta/2) / \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix}$$

..... (1)

$$\begin{bmatrix} I' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta/2) / \cos \theta \\ \sin(\theta/2) / \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} I' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta/2) / \cos \theta \\ \cos(\theta/2) / \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix}$$

..... (2)

【0054】また、上述の直交度のずれ θ は、外部から設定されるようになっている。この直交度補正回路19は、ROM (Read Only Memory) 190, 191、乗算器192～195、加算器196, 197、 θ 設定装置198、A/D変換器199A、極性反転装置200及びEXOR (Exclusive OR: 排他的論理和) 回路201から構成されている。

【0055】ここで、ROM190, 191は、再生搬送波信号の周波数及び再生搬送波信号に起因する直交度のずれの向きをアドレス情報として直交復調信号

20 (I_{CH} , Q_{CH}) に対する固有の補正值演算用データを記憶するもので、それぞれのROM190, 191は、直交度のずれ θ に応じて、例えば以下に示すような補正值演算データを記憶することができる。

【0056】

【表1】

直交度のずれとROM値との関係

直交度のずれ θ [deg]	$\cos(\theta/2) / \cos \theta$	$\sin(\theta/2) / \cos \theta$
0	1	0
1	1.000114245	0.008727884
2	1.000457147	0.017463044
3	1.001029201	0.026212872
4	1.001831238	0.034984717
5	1.002884423	0.043660942

【0057】なお、直交度のずれに対するそれぞれの値の演算精度は、 $\sin(\theta/2) / \cos \theta$ の値は、8～9 bit 以上のビットデータを必要とし、 $\cos(\theta/2) / \cos \theta$ の値は、14 bit 以上のビットデータを必要とする。また、乗算器192～195は、直交

復調信号 (I_{CH} , Q_{CH}) とROM190, 191で作り出される補正值を掛け合わせるもので、加算器196, 197は、乗算器192～195で乗算された値を加算するものである。

50 【0058】さらに、 θ 設定装置198は、再生搬送波

信号の周波数に依存して発生する直交度のずれの値 θ [データ (I, Q) が理論直交軸に対してずれている角度] を設定するものである。また、A/D変換器 199 A は、制御部 21 からの VCO 24 の発振周波数を制御するためのコントロール電圧 (Vc) を A/D 変換し、入力信号の周波数の変化を示す情報として、ROM 190, 191 へ送信するものである。

【0059】さらに、極性反転装置 200 は、I_{CH}, Q_{CH} データにおいて生じている直交度のずれの向き (極性) を検出して、 θ 設定装置 198 にて設定される直交度のずれ θ の極性を反転させる旨の極性反転信号が ROM 191 へ出力されるようになっている。また、EXOR 回路 201 は、上述の極性反転装置 200 と同様に、復調後の I_{CH}, Q_{CH} データの極性を入力され、これら I データの極性及び Q データの極性について排他的論理と演算を行ない、演算結果は θ 設定装置 198 にて設定される直交度のずれ θ の極性を反転するか否かを示す制御信号として ROM 191 に出力するようになっている。

【0060】なお、極性反転装置 200 及び EXOR 回路 201 は、 θ 設定装置 198 にて設定される直交度のずれ θ を反転させる手段として共に設けられているが、少なくともいずれか一方のみを設置してもよい。これにより、ROM 190 では、 θ 設定装置 198 からの θ 設定情報と、A/D 変換器 199 A からの入力信号の周波数の変化を示す情報 (デジタル信号) とを、アドレス指定情報として入力され、このアドレス指定情報に基づいて、固有の補正值演算用データ $\cos(\theta/2) / \cos \theta$ が読み出されるようになっている。

【0061】同様に、ROM 191 では、 θ 設定装置 198 からの θ 設定情報と、A/D 変換器 199 A からの入力信号の周波数の変化を示す情報 (デジタル信号) とともに、極性反転装置 200 及び/又は EXOR 回路 201 からの極性反転信号をアドレス指定情報として入力され、このアドレス指定情報に基づいて、固有の補正值演算用データ $\sin(\theta/2) / \cos \theta$ が読み出されるようになっている。

【0062】一般に、直交度のずれは、90° ハイブリッド 25 により発生するが、90° ハイブリッド 25 は、入力信号の周波数が 1 種類であればその時点で直交度を調整できるのに対し、入力信号の周波数がある範囲を変化する場合は、直交度のずれを調整することができないため、VCO 24 のコントロール電圧 (Vc) を A/D 変換して入力信号の周波数の変化とすることで、入力信号の周波数によって発生する直交度のずれが補正されるようになっているのである。

【0063】なお、ROM 190 の補正值演算用データ $\cos(\theta/2) / \cos \theta$ の値は、極性反転装置 200 及び/又は EXOR 回路 201 からの極性反転信号に依存しないため、この極性反転信号は ROM 190 のアドレス指定情報としては使用されない。また、乗算器 1

92 は、直交度補正前のデジタル信号 I_{CH} と ROM 190 にて読み出されたデータ $\cos(\theta/2) / \cos \theta$ とを乗算するもので、乗算結果は加算器 196 に出力されるようになっている。

【0064】同様に、乗算器 193 は、直交度補正前のデジタル信号 I_{CH} と ROM 191 にて読み出されたデータ $\sin(\theta/2) / \cos \theta$ とを乗算するもので、乗算結果は加算器 197 に出力されるようになっている。さらに、乗算器 194 は、直交度補正前のデジタル信号 Q_{CH} と ROM 191 にて読み出されたデータ $\sin(\theta/2) / \cos \theta$ とを乗算するもので、乗算結果は加算器 196 に出力されるようになっている。

【0065】同様に、乗算器 195 は、直交度補正前のデジタル信号 Q_{CH} と ROM 190 にて読み出されたデータ $\cos(\theta/2) / \cos \theta$ とを乗算するもので、乗算結果は加算器 197 に出力されるようになっている。また、加算器 196 は、乗算器 192 からの乗算結果と乗算器 194 からの乗算結果とを加算し、直交補正デジタル信号 I'_{CH} として出力するものであり、加算器 197 は、乗算器 193 からの乗算結果と乗算器 195 からの乗算結果とを加算し、直交補正デジタル信号 Q'_{CH} として出力するものである。

【0066】これにより、直交度補正回路 19 では、極性反転装置 200 及び/又は EXOR 回路 201 からの直交度のずれの極性と A/D 変換器 199 A からの再生搬送波信号の周波数情報に応じて、上述の式 (1) 又は式 (2) に示す一次変換式と等価の演算を行なうことにより、直交復調信号 I_{CH}, Q_{CH} を理論直交軸上のデータ I'_{CH}, Q'_{CH} に変換するようになっている。

【0067】ところで、直交度補正回路 19 による直交度の補正量は、直交度のずれやデータ (I, Q) の位置に応じて式 (1), (2) を用いて求められるようになっている。ここで、図 5, 6 は入力信号の直交度の位相補正を表す図であるが、この図 5, 6 において、直交度がずれている軸を実線 a, b で示し、復調データを I, Q とし、理論直交軸を点線 c, d で示し、上記復調データ I, Q の直交度が補正された値を I', Q' とする。

【0068】ここで、図 5 は、直交度のずれを θ [理論直交軸 c, d により形成される角度 (直角) と、直交度がずれている軸 a, b により形成される角度との差] とした場合に、 θ が正、即ち、データ (I, Q) が、理論直交軸に対して正側にずれている場合を表す図である。直交度がずれている軸 a, b は、VCO 24, 90° ハイブリッド 25 による搬送波再生制御により $\theta/2$ ずつ均等にずれたところに位置するようになっている。

【0069】この場合においては、(I, Q) = (1, 1) か又は (0, 0) の場合には、式 (1) を用いてデータ (I, Q) を座標変換して、直交度がずれている軸 a, b 上の (I, Q) の値を理論直交軸 c, d 上の (I', Q') の値に変換することによって、直交度の

それが補正されるようになっている。一方、(I, Q) = (0, 1) か又は (1, 0) の場合は、式 (2) を用いてデータ (I, Q) を座標変換して、直交度がずれている軸 a, b 上の (I, Q) の値を理論直交軸 c, d 上の (I', Q') の値に変換することによって、直交度のずれが補正されるようになっている。

【0070】また、図6は、上述のθが負、即ち、データ (I, Q) が、理論直交軸 c, d に対して負側にずれている場合を表す図である。図6の場合においては、(I, Q) = (0, 1) か又は (1, 0) の場合は式 (1) を用いてデータ (I, Q) を座標変換して、直交度がずれている軸 a, b 上の (I, Q) の値を理論直交軸 c, d 上の (I', Q') の値に変換することによって、直交度のずれが補正されるようになっている。

【0071】一方、(I, Q) = (1, 1) か又は (0, 0) の場合は、式 (2) を用いてデータ (I, Q) を座標変換して、直交度がずれている軸 a, b 上の (I, Q) の値を理論直交軸 c, d 上の (I', Q') の値に変換することによって、直交度のずれが補正されるようになっている。つまり、データ (I, Q) が理論直交軸に対して正側にずれている場合と、負側にずれている場合とでは、データの値に応じて用いられる式は逆になる。

【0072】また、図5、図6に示すように $\cos(\theta/2)$ の値は $I/(I' + x_1)$ 又は $Q/(Q' + y_1)$ であり、 $\tan(\theta/2)$ の値は x_1/Q' 又は y_1/I' である。従って、直交度補正回路 19においては、再生搬送波信号に起因する直交度のずれが理論直交軸に対して正側にずれている (θが正の極性を有している) 場合と、直交度のずれが理論直交軸に対して負側にずれている (θが負の極性を有している) 場合とで、補正演算を変更するようになっている。

【0073】また、上述したように、VCO 24 のコントロール電圧 (Vc) をA/D変換して入力信号の周波数の変化とし、ROM 190 及び 191 に出力することにより、再生搬送波信号の周波数に応じて補正演算を変更するようになっている。上述の構成により、本発明の第1実施形態にかかる直交復調装置では、図3に示すように、受信信号としてのQPSK信号は、検波回路 11において、周波数シンセサイザ 12からの周波数データ (fデータ) により周波数変換された後に、バンドパスフィルタ 13において帯域制限され、さらに、可変利得増幅器 14においてAGC処理が施される。

【0074】また、ハイブリッド 15においては、可変利得増幅器 14でAGC処理の施されたIF信号が2つに分岐され、それぞれ、検波回路 16-I, 16-Q の一方の入力に加えられる。さらに、VCO 24においては、入力信号に同期した周波数 (再生搬送波信号) が再生され、再生搬送波信号は、90°ハイブリッド 25において90°位相差をもつ2つの再生搬送波信号に分岐

され、それぞれ、検波回路 16-I, 16-Q の他方の入力に加えられる。

【0075】また、検波回路 16-I, 16-Qにおいては、ハイブリッド 15からの2つのIF信号と90°ハイブリッド 25からの再生搬送波信号が直交検波されて、それぞれ、直交復調信号としてのIデータ、Qデータとしてローパスフィルタ 17-I, 17-Qに出力される。さらに、ローパスフィルタ 17-I, 17-Qにおいては、それぞれ、検波回路 16-I, 16-Q から 10 の直交復調信号としてのIデータ、Qデータのノイズ等が除去され、ノイズ等が除去された直交復調信号としてのIデータ、Qデータ (ともにアナログ信号) は、それぞれ、A/D変換器 18-I, 18-Qにおいてデジタル信号に変換される。

【0076】また、直交度補正回路 19において、A/D変換器 18-I, 18-Qからの2つのデジタル信号としての直交復調信号における直交度のずれが、そのずれの極性及びデータ (I, Q) の値に応じて式 (1) 又は式 (2) と等価の座標変換演算が行なわれることに 20 より補正される。その後、等化器 20において、直交度補正回路 19で直交度のずれが補正された信号が所要の振幅に等化され、復調データ I_{CH} , Q_{CH} として出力される。

【0077】なお、制御部 21においては、等化器 20からの復調出力情報 (I_{CH} , Q_{CH}) に基づき、可変利得増幅器 14をAGC動作させるための制御信号をローパスフィルタ 22を介して出力するとともに、VCO 24にて発振される再生搬送波信号を入力信号の周波数に同期させるための制御信号をローパスフィルタ 23を介して出力している。

【0078】このように、本発明の第1実施形態における直交復調装置によれば、直交度補正回路 19で2つの直交復調信号について、これらの直交復調信号が理論直交軸上に位置するような補正演算を施すことができるの 30 で、再生搬送波信号の直交度を補正しなくても直交復調後の復調データを補正すればよく、例えばアナログ信号を処理するアナログ部 (符号 36 参照) を、モジュール化して構成した場合においても、再生搬送波信号の周波数に応じて最適に直交度を保持することができ、復調装置の性能向上に寄与することができる利点がある。

【0079】さらには、システム設計に応じて搬送波の周波数を変更する場合においても、ROM 190, 191の仕様を変更するのみで、アナログ部の構成自体を変更する必要がなく、装置を構成するためのコストを抑制することができる利点もある。また、直交度補正回路 19は、VCO 24から発振される再生搬送波信号の直交度のずれが正側にずれている場合でも、負側にずれている場合でも、理論直交軸に補正するように構成されているので、復調後のデータ位置によらず高い精度で直交度 50 を補正することができるので、装置の復調性能を大幅に

向上させることができる。

【0080】さらに、直交度補正回路19は、再生搬送波信号の周波数に応じて直交度を補正するように構成されているので、入力信号の周波数が1種類でなくある範囲を変化する場合でも入力信号の直交度を補正することができ、上述の場合と同様に、アナログ部をモジュール化して構成した場合において、最適に直交度を保持することができる。

【0081】なお、上述の本実施形態においては、直交度のずれ θ [deg]に対し、ROM191により作り出される $\sin(\theta/2)/\cos\theta$ という値は大きく変

$$\begin{bmatrix} 1' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ -\sin(\theta/2)/\cos\theta \end{bmatrix}$$

10

化する一方、ROM190により作り出される $\cos(\theta/2)/\cos\theta$ という値は、ほとんど無視できる値となる ($\cos(\theta/2)/\cos\theta \approx 1$)。そのため、式(1)、(2)は以下に示す式(3)、(4)と近似することができ、このようにすれば図4におけるROM190及び乗算器192、195を、例えば図7に示すように削除することできるので、装置の回路構成を簡略化することができ、ひいては装置の小型化をはかることもできる。

【0082】

【数2】

$$\begin{bmatrix} 1' \\ -\sin(\theta/2)/\cos\theta \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ Q \end{bmatrix}$$

..... (3)

$$\begin{bmatrix} \sin(\theta/2)/\cos\theta \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ Q \end{bmatrix}$$

..... (4)

【0083】(b) 第2実施形態の説明

図8は本発明の第2実施形態にかかるブロック図で、本実施形態にかかる直交復調装置は、前述の図14に示す復調部112に適用され、再生搬送波信号を用いて周波数変換を施し、相互に直交する2つの直交復調信号を得るとともに、上記2つの直交復調信号に位相回転制御を施すことにより、準同期検波方式で復調処理を施すものである。

【0084】ここで、この図8に示す直交復調装置は、ミキサ(検波回路)11、周波数シンセサイザ12、バンドパスフィルタ13、可変利得増幅器(AGC)14、ハイブリッド(H)15、ミキサ(検波回路)16-I、16-Q、ローパスフィルタ17-I、17-Q、アナログ/デジタル変換器(A/D変換器)18-I、18-Q、直交度補正回路19A-1、位相回転回路19A-2の両機能を有する位相回転部19A、等化器20、制御部(CONT)21、ローパスフィルタ22、90°ハイブリッド25(H)、ローパスフィルタ26、デジタル可変周波数発振器(DVCO)27及び固定周波数発振器(OSC)28をそなえて構成されている。

【0085】ここで、検波回路11は、入力されたQPSK信号を周波数シンセサイザ12からの周波数データ(fデータ)により周波数変換するもので、検波回路11と周波数シンセサイザ12とでダウンコンバーターを構成している。また、バンドパスフィルタ13は、検波回路11からの信号について帯域制限するもので、可変利得増幅器14は、バンドパスフィルタ13で帯域制限された信号振幅について自動ゲイン制御(AGC)を行なうもので、ハイブリッド15は、可変利得増幅器14

でAGC処理の施されたIF信号を2つに分岐するものであり、分岐された2つのIF信号は、検波回路16-I、16-Qの一方の入力に加えられるようになっている。

【0086】さらに、OSC28は、入力直交変調信号の搬送波角周波数に近い周波数信号(再生搬送波信号)を発振するもので、90°ハイブリッド25は、OSC28で発振された再生搬送波信号を90°位相差をもたせた2つの再生搬送波信号に分岐するもので、分岐された再生搬送波信号は、それぞれ、検波回路16-I、16-Qの他方の入力に加えられるようになっている。

【0087】また、検波回路16-Iは、ハイブリッド15からのIF信号について、90°ハイブリッド25からの再生搬送波信号に基づいて直交検波し、直交復調信号としてのIデータを生成するもので、検波回路16-Qは、ハイブリッド15からのIF信号について、90°ハイブリッド25からの再生搬送波信号に基づいて直交検波し、直交復調信号としてのQデータを生成するものである。

【0088】さらに、ローパスフィルタ17-I、17-Qは、それぞれ、検波回路16-I、16-Qからの直交復調信号としてのIデータ、Qデータのノイズ等を除去するものである。また、A/D変換器18-I、18-Qは、それぞれ、ローパスフィルタ17-I、17-Qでローパスフィルタ処理を施されたIデータ、Qデータとしての2つのアナログ信号をデジタル信号に変換するようになっている。

【0089】また、位相回転部19Aは、2つのデジタル信号における直交度のずれを補正するとともに、入

力信号の周波数とOSC28にて生成される周波数とのずれにより生じる直交復調信号の位相のずれを補正するよう位相回転を行なうものであり、直交度補正回路19A-1及び位相回転回路19A-2としての機能を有している。

【0090】ここで、直交度補正回路19A-1は、A/D変換器18-I, 18-Qから入力された2つのデジタル信号の直交復調信号について、これらの直交復調信号が理論直交軸上に位置するような補正演算を施す直交度補正部としての機能を有するものである。さらに、位相回転回路19A-2は、2つの入力される直交変調信号に位相回転制御を施すもので、入力信号の周波数と直交復調装置のOSC28から発振する信号の周波数から生じる位相のずれを、DVC027により出力される補正データを用いて位相回転を行なうことにより補正するものであり、この位相回転回路19A-2の位相回転により、OSC28から発振する信号の周波数と入力信号の周波数とを同期させることができる。等化器20は、位相回転部19Aにおいて位相回転の行なわれた信号を、所要の振幅に等化し、復調データI_{CH}, Q_{CH}として出力するようになっている。

$$\begin{bmatrix} I' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta \\ -\sin \theta \end{bmatrix}$$

【0095】また、制御部21は、等化器20からの復調出力情報(I_{CH}, Q_{CH})に基づいて可変利得増幅器14をAGC動作させるような制御信号を出力するとともに、A/D変換器18-I, 18-Q, 等化器20からの復調データ及び後述のDVC027からの周波数情報に基づいて、入力信号の周波数とOSC28にて生成される周波数とのずれをなくすように位相回転部19Aにて位相回転を施すための制御信号(電圧信号)を出力するものである。

【0096】なお、ローパスフィルタ22は、制御部21からの可変利得増幅器14への復調出力情報(I_{CH}, Q_{CH})のノイズ等を除去するものであり、ローパスフィルタ26は、制御部21からDVC027に対する制御信号としての電圧信号についてノイズ等を除去するものである。さらに、DVC027は、制御部21からローパスフィルタ26を介して位相回転を施すための制御信号(電圧信号)を入力され、この制御信号の電圧に応じたデジタル周波数信号を生成して、位相回転部19Aに出力するものである。

【0097】なお、位相回転部19A, 等化器20, 制

【0091】即ち、図10に示すように、準同期検波方式では、I, Q軸が仮に直交していても、入力されてくる直交変調信号の周波数と直交復調装置のOSC28から発振する信号の周波数が同期していないため、入力されてくる直交変調信号は、I, Q軸上にある信号点(1, 1), (0, 1), (0, 0), (1, 1)の定位置に定まらず、I, Q軸が同じ円周上を一定速度で回転するようになる。

【0092】そのため、I, Q軸をその周波数がずれた10分だけ回転させる必要があり、回転する軸の速度に合わせてI, Q軸上の信号点の位置を回転させるようすることで、定位置に定まっているない入力信号は停止しているかのように補正され、入力信号がそれぞれ本来の信号点の位置に定まるようになっている。また、上述した周波数のずれを ω_0 としたときの回転させる位相(θ_0)は、 $\theta_0 = \omega_0 t$ と表せる(t=時間)。

【0093】なお、上述の位相回転回路19A-2による信号点を位相角 θ_0 だけ回転させる演算としては、以下に示す式(5)が用いられている。

20 【0094】

【数3】

$$\begin{bmatrix} \sin \theta_0 \\ \cos \theta_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

..... (5)

御部21, ローパスフィルタ26及びDVC027はLSI35として構成されている。ところで、上述の位相回転部19Aは、詳細には図9のブロック図に示すようなハードウェアの構成を有している。ここで、この図930に示す位相回転部19Aは、再生搬送波信号に起因する直交度のずれと信号点の位置に応じ、以下に示すような信号点の位相ずれと合算された式(6)又は式(7)に示すような一次変換式を演算することにより、直交復調信号を理論直交軸上に座標変換するとともに、入力信号の周波数とOSC28にて生成される再生搬送波信号の周波数のずれにより生じる直交復調信号の位相のずれを補正するものである。

【0098】なお、以下に示す式(6)又は(7)において直交補正前のデジタル信号をI_{CH}, Q_{CH}、直交度40補正後のデジタル信号をI'_{CH}, Q'_{CH}、外部から設定される再生搬送波信号の周波数に依存する直交度のずれを θ 、DVC027から設定される位相回転回路19A-2の位相角に対応する値を θ_0 とする。

【0099】

【数4】

$$\begin{bmatrix} I' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_0 + \theta/2) / \cos \theta & \sin(\theta_0 - \theta/2) / \cos \theta \\ -\sin(\theta_0 + \theta/2) / \cos \theta & \cos(\theta_0 - \theta/2) / \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} \quad \dots \dots \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} I' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_0 - \theta/2) / \cos \theta & \sin(\theta_0 + \theta/2) / \cos \theta \\ -\sin(\theta_0 - \theta/2) / \cos \theta & \cos(\theta_0 + \theta/2) / \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} \quad \dots \dots \quad (7)$$

【0100】ところで、式(6)、(7)における、座標変換を行なうための 2×2 行列は、それぞれ、上述の式(1)、(2)における 2×2 行列と式(5)における 2×2 行列を合算(乗算)することにより得られたものである。即ち、データ(I, Q)が、理論直交軸に対して正側にずれている場合において、(I, Q) = (1, 1)か又は(0, 0)の場合には、式(6)を用いてデータ(I, Q)を座標変換することにより、直交度がずれている軸a, b上の(I, Q)の値を理論直交軸c, d上の(I', Q')の値に変換し、直交度のずれが補正されるようになっている。

【0101】一方、(I, Q) = (0, 1)か又は(1, 0)の場合には、式(7)を用いてデータ(I, Q)を座標変換することにより、直交度がずれている軸a, b上の(I, Q)の値を理論直交軸c, d上の(I', Q')の値に変換し、直交度のずれが補正されるようになっている。また、データ(I, Q)が、理論直交軸に対して負側にずれている場合においては、(I, Q) = (0, 1)か又は(1, 0)の場合には、式(6)を用いてデータ(I, Q)を座標変換することにより、直交度がずれている軸a, b上の(I, Q)の値を理論直交軸c, d上の(I', Q')の値に変換し、直交度のずれが補正されるようになっている。

【0102】一方、(I, Q) = (1, 1)か又は(0, 0)の場合には、式(7)を用いてデータ(I, Q)を座標変換することにより、直交度がずれている軸a, b上の(I, Q)の値を理論直交軸c, d上の(I', Q')の値に変換し、直交度のずれが補正されるようになっている。つまり、第1実施形態と同様に、データ(I, Q)が理論直交軸に対して正側にずれている場合と、負側にずれている場合とでは、データの値に応じて用いられる式は逆になる。

【0103】従って、2つの直交復調信号に位相回転制御を施す位相回転回路19A-2が、直交度補正回路19A-1を兼用することにより、位相回転部19Aを構成しているのである。ここで、位相回転部19Aは、ROM202～205、乗算器192～195、加算器196, 197、θ設定装置198、A/D変換器199B、極性反転装置200及びEXOR回路201をそなえて構成されている。

【0104】なお、乗算器192～195、加算器196, 197、θ設定装置198、A/D変換器199B、極性反転装置200及びEXOR回路201については、第1実施形態におけるもの(符号192～201参照)と同様に機能するものであり、その詳細な説明は省略する。また、ROM202～205は、再生搬送波信号に起因する直交度のずれの極性とともに、入力信号の周波数とOSC28にて生成される周波数とのずれに応じた、直交復調信号(I_{CH}, Q_{CH})に対する固有の補正値演算用データを記憶するものである。

【0105】なお、上述の極性反転装置200及びEXOR回路201は、θ設定装置198にて設定される直交度のずれθを反転させる手段として共に設けられているが、少なくともいずれか一方のみを設けてもよい。これにより、ROM202～205では、θ設定装置198からのθ設定情報と、A/D変換器199Bからの入力信号の周波数の変化を示す情報(デジタル信号)、極性反転装置200及び/又はEXOR回路201からの極性反転信号とともに、DVCO27からのデジタル周波数信号をアドレス指定情報として入力され、このアドレス指定情報に基づいて、固有の補正値演算用データが読み出されるようになっている。

【0106】なお、上述の補正値演算用データとしては、ROM202では、 $\cos(\theta_0 + \theta/2) / \cos \theta$ の値を、ROM203では、 $-\sin(\theta_0 + \theta/2) / \cos \theta$ の値を、ROM204では、 $\cos(\theta_0 - \theta/2) / \cos \theta$ の値を、ROM205では、 $\sin(\theta_0 - \theta/2) / \cos \theta$ の値が保持するようになっている。

【0107】なお、直交度のずれに対するそれぞれの値の演算精度は、 $-\sin(\theta_0 + \theta/2) / \cos \theta$, $\sin(\theta_0 - \theta/2) / \cos \theta$ の値は、8～9bit以上のビットデータを必要とし、 $\cos(\theta_0 + \theta/2) / \cos \theta$, $\cos(\theta_0 - \theta/2) / \cos \theta$ の値は、14bit以上のビットデータを必要とする。また、乗算器192は、直交度補正前のデジタル信号I_{CH}とROM202読み出されたデータ $\cos(\theta_0 + \theta/2) / \cos \theta$ とを乗算するもので、乗算結果は加算器196に出力されるようになっている。

【0108】同様に、乗算器193は、直交度補正前の

デジタル信号 I_{CH} と ROM 203 にて読み出されたデータ $\sin(\theta_0 + \theta/2) / \cos \theta$ を乗算するもので、乗算結果は加算器 197 に出力されるようになっている。さらに、乗算器 194 は、直交度補正前のデジタル信号 Q_{CH} と ROM 205 にて読み出されたデータ $\sin(\theta_0 - \theta/2) / \cos \theta$ を乗算するもので、乗算結果は加算器 196 に出力されるようになっている。

【0109】同様に、乗算器 195 は、直交度補正前のデジタル信号 Q_{CH} と ROM 204 にて読み出されたデータ $\cos(\theta_0 - \theta/2) / \cos \theta$ を乗算するもので、乗算結果は加算器 197 に出力されるようになっている。また、加算器 196 は、乗算器 192 からの乗算結果と乗算器 194 からの乗算結果とを加算し、直交補正值 I'_{CH} として出力するものであり、加算器 197 は、乗算器 193 からの乗算結果と乗算器 195 からの乗算結果とを加算し、直交補正值 Q'_{CH} として出力するものである。

【0110】上述の構成により、本発明の第2実施形態にかかる直交復調装置では、図8に示すように、受信信号としての QPSK 信号は、検波回路 11 において、周波数シンセサイザ 12 から出力される周波数データ (f データ) により周波数変換された後に、バンドパスフィルタ 13 において帯域制限され、さらに、可変利得増幅器 14 において、AGC 处理が施される。

【0111】また、ハイブリッド 15 においては、可変利得増幅器 14 で AGC 处理の施された IF 信号が 2 つに分岐され、それぞれ、検波回路 16-I, 16-Q の一方の入力に加えられる。また、OSC 28 においては、再生搬送波信号を発振するが、この再生搬送波信号は、90° ハイブリッド 25 において 90° 位相差をもつ 2 つの再生搬送波信号に分岐され、それぞれ、検波回路 16-I, 16-Q の他方の入力に加えられる。

【0112】さらに、検波回路 16-I, 16-Q において、ハイブリッド 15 からの 2 つの IF 信号と 90° ハイブリッド 25 からの再生搬送波信号が直交検波されて、それぞれ直交復調信号である I データ、Q データとしてローパスフィルタ 17-I, 17-Q に出力される。また、ローパスフィルタ 17-I, 17-Q においては、それぞれ、検波回路 16-I, 16-Q からの直交復調信号としての I データ、Q データのノイズ等が除去され、ノイズ等が除去された直交復調信号である I データ、Q データ (ともにアナログ信号) は、それぞれ、A/D 変換器 18-I, 18-Q においてデジタル信号に変換される。

【0113】さらに、位相回転部 19A においては、θ 設定装置 198 からの θ 設定情報、A/D 変換器 199 B からの周波数変化を示す情報、極性反転装置 200、EXOR 回路 201 からの極性反転情報及び DVC 27 からの位相回転情報に基づいて、A/D 変換器 18-I

I, 18-Q からの I データ、Q データについて上述の式 (6), (7) と等価の座標変換演算が行なわれる。

【0114】これにより、A/D 変換器 18-I, 18-Q からの 2 つのデジタル信号としての直交復調信号における直交度のずれが補正されるとともに、入力信号の周波数と OSC 28 から発振する信号の周波数との差から生じる位相のずれを、DVC 27 により出力される補正データによって、位相回転が施されて補正される。

10 【0115】その後、等化器 20 において、位相回転部 19A で補正された信号が所要の振幅に等化され、復調データ I_{CH}, Q_{CH} として出力される。なお、制御部 21 においては、等化器 20 からの復調出力情報 (I_{CH}, Q_{CH}) に基づき、可変利得増幅器 14 を AGC 機能をもつたための制御信号をローパスフィルタ 22 を介して出力するとともに、位相のずれを補正するような位相回転を行なうための制御信号をローパスフィルタ 26 を介して DVC 27 に出力する。

【0116】このように、本発明の第2実施形態における直交復調装置によれば、位相回転部 19A で、2 つの直交復調信号について、これらの直交復調信号が理論直交軸上に位置するような補正演算を施すことができる。再生搬送波信号の直交度を補正しなくとも直交復調後の復調データを補正すればよく、例えばアナログ信号を処理するアナログ部 (符号 37 参照) を、モジュール化して構成した場合においても、再生搬送波信号の周波数に応じて最適に直交度を保持することができ、復調装置の性能向上に寄与することができる利点がある。

【0117】さらには、システム設計に応じて搬送波の周波数を変更する場合においても、ROM 202~205 の仕様を変更するのみで、アナログ部の構成自体を変更する必要がなく、装置を構成するためのコストを抑制することができる利点もある。また、2 つの直交復調信号に位相回転を施す位相回転回路 19A-2 が、直交度補正回路 19A-1 を兼用することにより、位相回転部 19A を構成しているので、直交度のずれの補正と位相回転のずれの補正を同時に実行することができ、本装置の直交度補正機能の迅速化を図ることができるとともに、装置の小型化を図ることもできる。

【0118】さらに、直交度補正回路 19A-1 は、OSC 28 から発振される再生搬送波信号の直交度のずれが正側にずれている場合でも、負側にずれている場合でも、理論直交軸に補正するように構成されているので、復調後のデータ位置によらず高い精度で直交度を補正することができ、装置の復調性能を大幅に向上させることができ。

【0119】また、直交度補正回路 19A-1 は、再生搬送波信号の周波数に応じて直交度を補正するように構成されているので、入力信号の周波数が 1 種類でなくあ

る範囲を変化する場合でも入力信号の直交度を補正することができ、上述の場合と同様に、アナログ部をモジュール化して構成した場合において、最適に直交度を保持することができる。

【0120】なお、上述の本実施形態においては、位相回転部19Aにおける座標変換を行なう際に式(6)又は(7)に示す演算を行なっているが、入力信号の直交度のずれ θ [deg]に対し、ROM202及びROM204により作り出される値はほとんど無視できるため $(\cos(\theta_0 + \theta/2) / \cos \theta)$ 及び $\cos(\theta_0 - \theta/2) / \cos \theta \approx 1$ 、上述の式(6)、(7)

$$\begin{bmatrix} 1' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sin(\theta_0 + \theta/2) / \cos \theta \\ -\sin(\theta_0 - \theta/2) / \cos \theta & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ Q \end{bmatrix}$$

は以下に示す式(8)、(9)に近似することができる。

【0121】この場合においては、ROM202、ROM204及び乗算器192、195を、図11に示すように削除することでき、位相補正の精度を下げることにより、直交度補正回路19A-1の回路構成を簡略化することができるため、装置の小型化を実現することができる。

【0122】

10 【数5】

$$\begin{bmatrix} \sin(\theta_0 - \theta/2) / \cos \theta \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ Q \end{bmatrix} \dots \dots \dots (8)$$

$$\begin{bmatrix} 1' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sin(\theta_0 + \theta/2) / \cos \theta \\ -\sin(\theta_0 - \theta/2) / \cos \theta & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ Q \end{bmatrix} \dots \dots \dots (8)$$

【0123】また、本発明の第2実施形態では、位相回転部19Aにおいて位相回転回路19A-2が直交度補正回路19A-1と兼用して直交補正するものについて詳述したが、直交度補正回路19A-1の補正機能と位相回転回路19A-2の補正機能はそれぞれ独立して設けることができる。

【0124】(c) その他

なお、本装置における直交復調システムは、ハードウェアとして用いてもソフトウェアとして用いてもよい。

【0125】

【発明の効果】以上詳述したように、請求項1、2記載の本発明の直交復調装置によれば、2つの直交復調信号が理論直交軸上に位置するような補正演算を施す直交度補正部を設けることにより、直交度のずれを直交復調後の再生データから補正することができるので、例えばアナログ信号を処理するアナログ部を、モジュール化して構成した場合においても、再生搬送波信号の周波数に応じて最適に直交度を保持することができ、復調装置の性能向上に寄与することができる利点がある。

【0126】さらに、請求項3記載の本発明の直交復調装置によれば、2つの直交復調信号に位相回転制御を施す位相回転制御部が、直交度補正部を兼用しているので、直交度のずれの補正と位相回転のずれの補正を同時に行なうことができ、本装置の直交補正機能の迅速化を図ることができる利点があるほか、装置構成を簡略化することができるので、装置の小型化を図ることもできる。

【0127】また、請求項4記載の本発明の直交復調装置によれば、上記再生搬送波信号に起因する直交度のずれ

は以下に示す式(8)、(9)に近似することができる。

【0121】この場合においては、ROM202、ROM204及び乗算器192、195を、図11に示すように削除することでき、位相補正の精度を下げることにより、直交度補正回路19A-1の回路構成を簡略化することができるため、装置の小型化を実現することができる。

【0122】

10 【数5】

$$\begin{bmatrix} \sin(\theta_0 - \theta/2) / \cos \theta \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ Q \end{bmatrix} \dots \dots \dots (8)$$

れが上記理論直交軸に対して正側にずれている場合と、上記直交度のずれが上記理論直交軸に対して負側にずれている場合とで、上記補正演算を変更するように、上記直交度補正部が構成されているので、復調後のデータ位置によらず高い精度で直交度を補正することができ、装置の復調性能を大幅に向上させることができる。

【0128】さらに、請求項5記載の本発明の直交復調装置によれば、上記再生搬送波信号の周波数に応じて上記補正演算を変更するように、上記直交度補正部が構成されているので、入力信号の周波数が1種類でなくある範囲を変化する場合でも直交度を補正することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】第1の発明の原理ブロック図である。

【図2】第2の発明の原理ブロック図である。

【図3】本発明の第1実施形態にかかる直交復調装置を示すブロック図である。

【図4】本発明の第1実施形態にかかる直交度補正回路の構成を示すブロック図である。

【図5】本発明の第1実施形態にかかる直交度が正にずれた場合の位相補正を説明するための図である。

【図6】本発明の第1実施形態にかかる直交度が負にずれた場合の位相補正を説明するための図である。

【図7】本発明の第1実施形態にかかる直交度補正回路の変形例を示すブロック図である。

【図8】本発明の第2実施形態にかかる直交復調装置を示すブロック図である。

【図9】本発明の第2実施形態にかかる位相回転部の構成を示すブロック図である。

【図10】本発明の第2実施形態にかかる準同期検波方式における位相回転制御を説明するための図である。

【図11】本発明の第2実施形態にかかる位相回転部の変形例を示すブロック図である。

【図12】一般的な同期検波復調方式による直交復調回路のブロック図である。

【図13】一般的な準同期検波復調方式による直交復調回路のブロック図である。

【図14】一般的な無線通信システムの送受信を示すブロック図である。

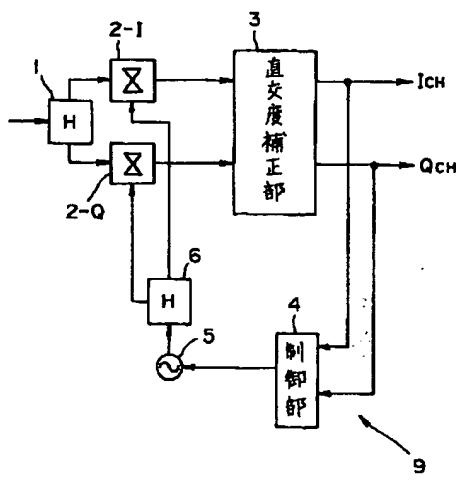
【符号の説明】

- 1, 15 ハイブリッド (H)
- 2-I, 2-Q, 11, 16-I, 16-Q ミキサ
(検波回路)
- 3 直交度補正部
- 4, 21 制御部
- 5, 24 電圧制御発振器 (VCO)
- 6, 25 90° ハイブリッド (H)
- 7 位相回転制御部
- 8, 28 固定周波数発振器 (OSC)
- 9, 10 直交復調装置
- 12 周波数シンセサイザ
- 13 バンドパスフィルタ
- 14 可変利得増幅器 (AGC)
- 17-I, 17-Q, 22, 23, 26 ローパスフィルタ
- 18-I, 18-Q, 199A, 199B A/D変換器
- 19, 19A-1 直交度補正回路 (直交度補正部)

- 19', 19A 位相回転部
- 19A-2 位相回転回路 (位相回転制御部)
- 20 等化器
- 27 ディジタル可変周波数発振器 (DVCO)
- 30 移相器
- 31, 33, 35 LSI
- 32, 34, 36, 37 アナログ部
- 101, 102 アンテナ
- 103 送信側無線装置
- 104 受信側無線装置
- 105 変調部
- 106 アップコンバータ
- 107 送信フィルタ
- 108 増幅器 (HPA)
- 109 低雑音増幅器 (LNA)
- 110 受信フィルタ
- 111 ダウンコンバータ
- 112 復調器
- 113 無線回線
- 20 114 無線通信システム
- 190, 191, 202~205 ROM
- 192~195 乗算器
- 196, 197 加算器
- 198 θ 設定装置
- 200 極性反転装置
- 201 排他的論理回路
- a, b 直交度を補正する前の軸
- c, d 理論直交軸

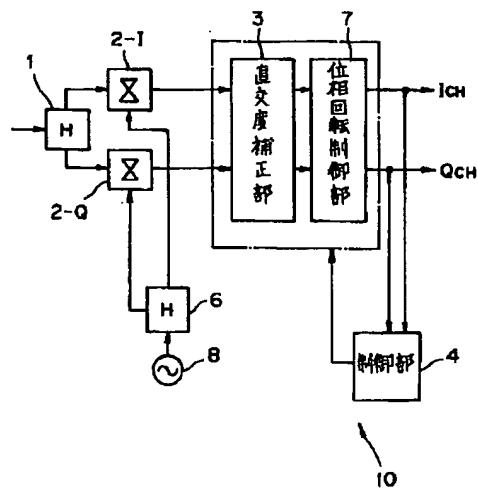
【図1】

第1の発明の原理ブロック図



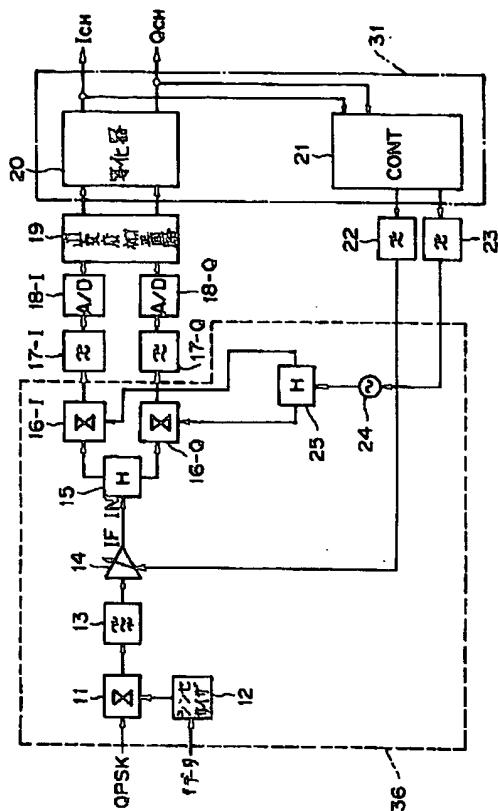
【図2】

第2の発明の原理ブロック図



【図3】

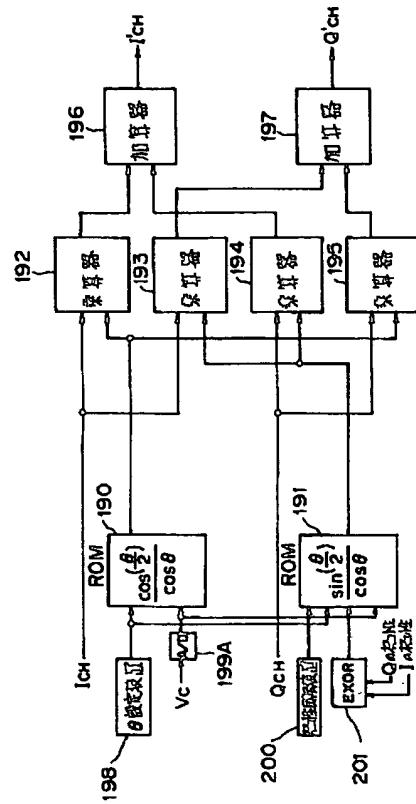
本説明の第1交換形態に加わる直文和頭浪辺を示すプロック図



【図5】

【図4】

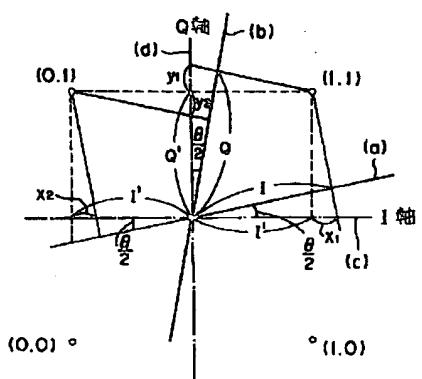
本発明の第1実施形態における直交反補正回路の構成を示す
ブロック図



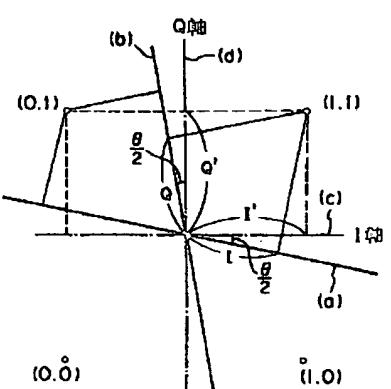
【図6】

本発明の第1実施形態にかかる直交度が正にされた場合の位相補正を説明すための図

本発明の第1実施形態にかかる直文版が負にされた場合の位相補正を説明するための図



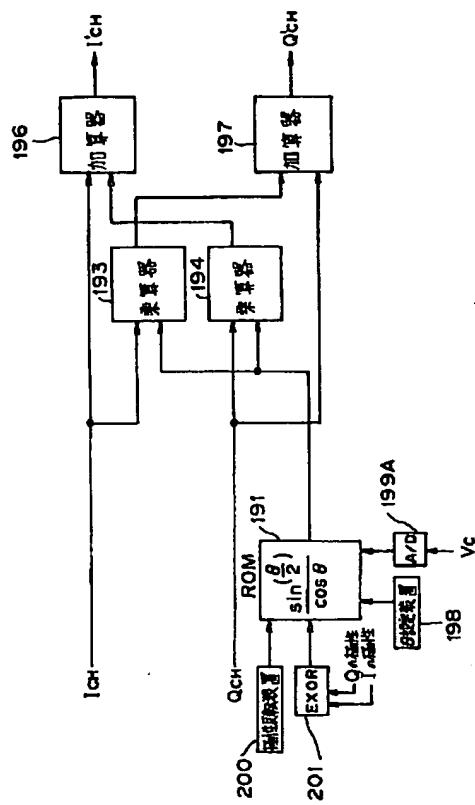
直文補正された軸
直文底がずれている軸



直文補正された軸
直文原本が残っている箇所

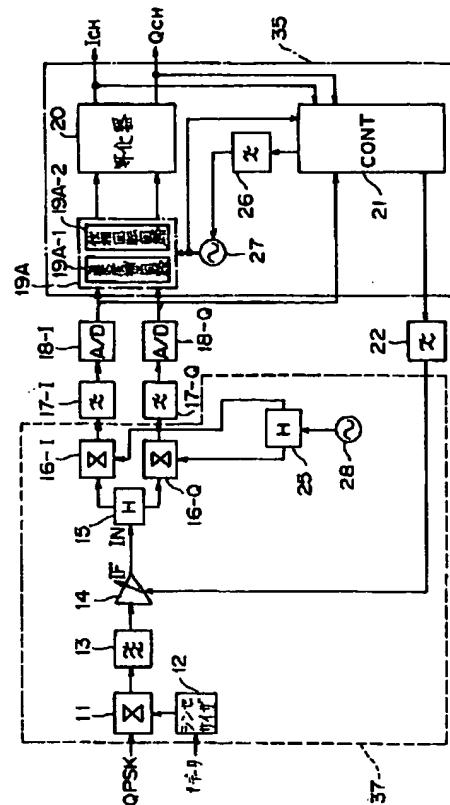
【图7】

本発明の第1実施形態にかかる直交度補正回路の変移例を示す図



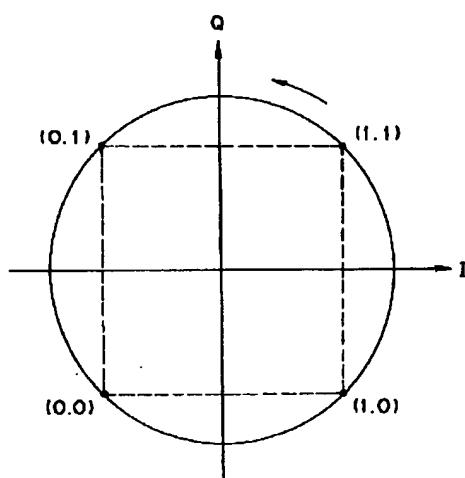
【図8】

本発明の第2実施形態における直交復調装置を示すブロック図



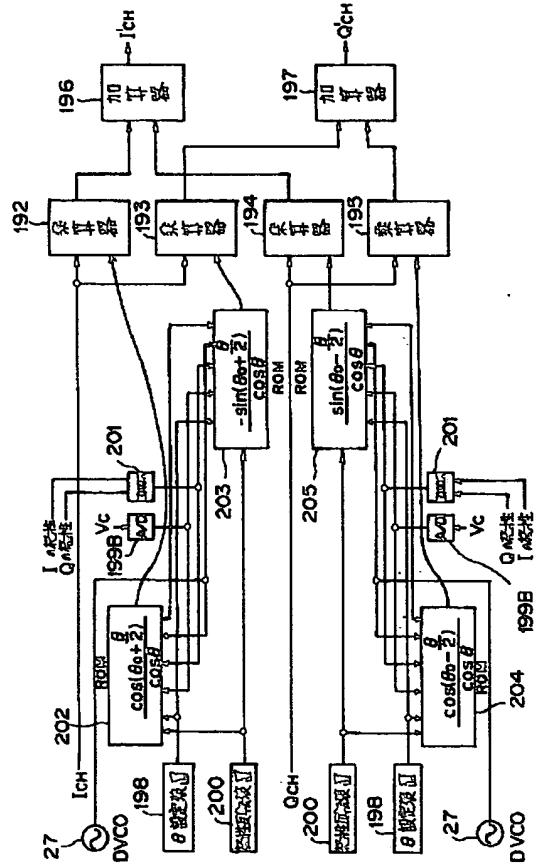
[図10]

本発明の第2実施形態における準同期検波方式における位相回転制御装置 説明するための図



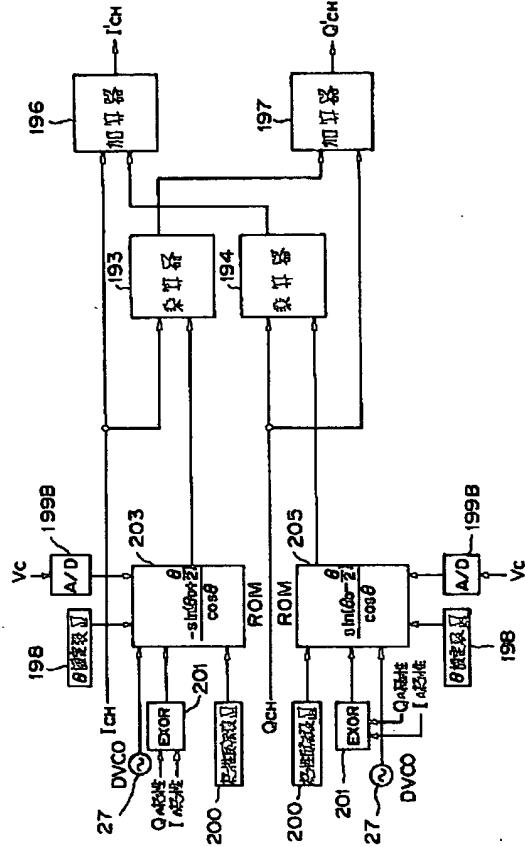
【図9】

本発明の第2実施形態における位相回路部の構成を示すブロック図



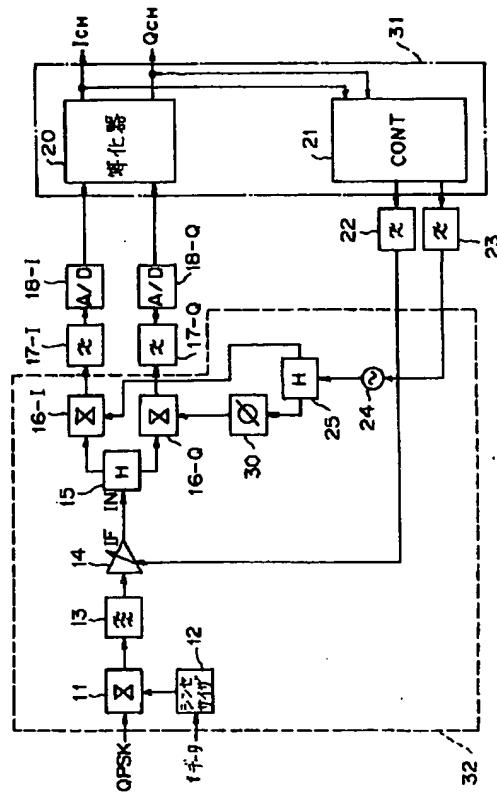
【図11】

本発明の第2実施形態における位相回路部の構成を示すブロック図



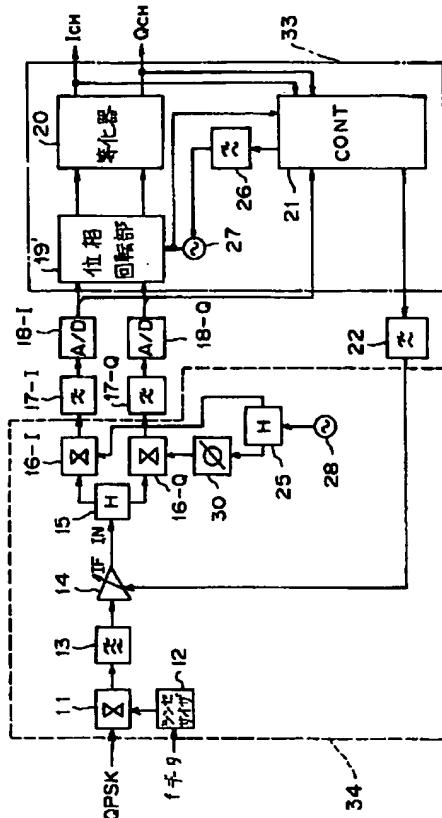
【図12】

一般的な同期検波復調方式による直交復調回路のブロック図



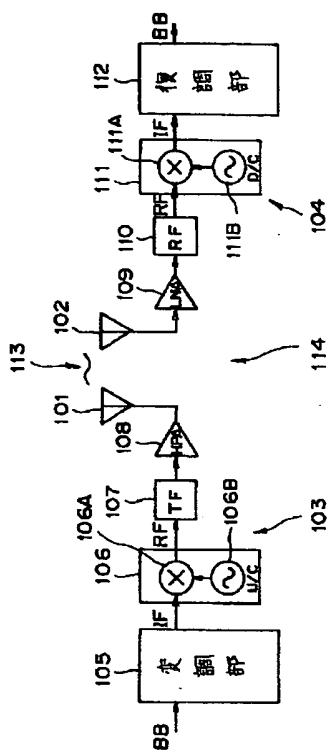
【図13】

一般的な準同期検波復調方式による直交復調回路のブロック図



【図14】

一般的な無線通信システムの送受信を示す方図



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER: _____**

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

